

★SHAF U24 2001-131985/14 ★JP 2000350462-A

DC power supply outputs pulse width modulation signal whose duty is decided by obtaining difference between smaller period and product of smaller period and detected output voltage of rectifier circuit

SHARP KK 1999.06.01 1999JP-153596

X12 (2000.12.15) H02M 7/217, H02M 7/12

Novelty: The output voltage, A, of a rectifier circuit (3) detected by a rectification voltage value detector (4) undergoes analog to digital conversion to obtain a digital value, VD. The duty of a pulse width modulation (PWM) signal is decided by obtaining the difference between a period, TM', which is smaller than the period, TM, and the product of TM' and A.

Detailed Description: The rectifier circuit rectifies alternating voltage input into the AC power terminals (1a,1b). A transistor (6) turns ON or OFF to control the storage and release of energy to and from a reactor (5). A smoothing capacitor (8) is charged when energy is released from the reactor. The DC output terminals (10a,10b) output DC output voltage smoothed by the smoothing capacitor. A diode (7) prevents reverse flow of current to the reactor. A control apparatus (12) turns the transistor ON or OFF with the PWM signal of the period, TM, based on the detected output voltage of the rectifier circuit.

Use: For microcomputer.

Advantage: Improves input current waveform without using complicated circuit components. Saves space on circuit board, reduces cost and improves power factor due to simplified circuit components. Controls DC output voltage in accordance with setting voltage.

Description of Drawing(s): The figure is the circuit diagram of the DC power supply.

AC power terminal 1a,1b

Rectifier circuit 3

Rectification voltage value detector 4

Reactor 5

Diode 7

Smoothing capacitor 8

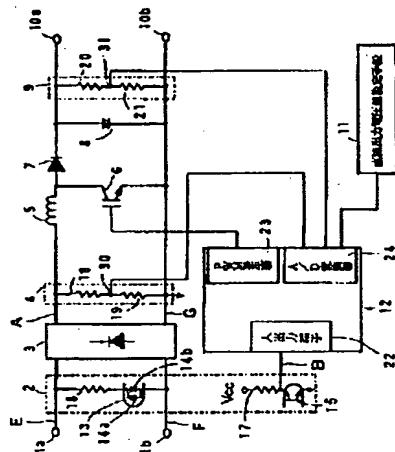
DC output terminal 10a,10b

Control apparatus 12

(8pp Dwg.No.1/10)

N2001-098105

U24-D04; X12-J04



(19)日本国特許庁 (JP)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開2000-350462

(P2000-350462A)

(43)公開日 平成12年12月15日 (2000.12.15)

(51)Int.Cl'

H 02 M 7/217
7/12

識別記号

F I

H 02 M 7/217
7/12

マークコード(参考)

5 H 006

Q
B
F

審査請求 未請求 請求項の数 8 O L (全 8 頁)

(21)出願番号 特願平11-153596

(22)出願日 平成11年6月1日(1999.6.1)

(71)出願人 000005049

シャープ株式会社

大阪府大阪市阿倍野区長池町22番22号

(72)発明者 押鐘 倫明

大阪府大阪市阿倍野区長池町22番22号 シ
ヤープ株式会社内

(74)代理人 100085501

弁理士 佐野 静夫

Fターム(参考) 5H006 AA02 CA01 CA07 CA13 CB01

CB03 CB08 CC02 DA02 DA04

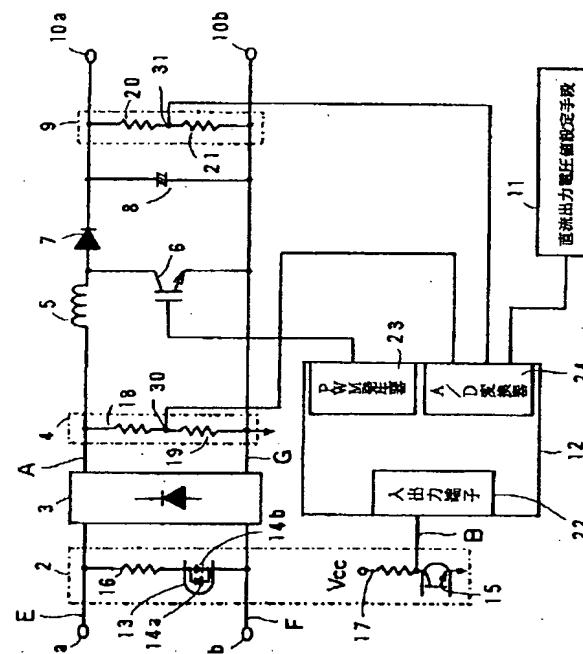
DB05 DB07 DC05

(54)【発明の名称】 直流電源装置

(57)【要約】

【課題】 スイッチング素子をオン・オフ制御するタイミングを決めるために複雑な回路構成を必要としないことと低コストとしながら、入力電流波形を改善して力率を改善した直流電源装置を提供する。

【解決手段】 整流回路3は交流電圧を全波整流し、制御装置12はスイッチング素子6をオン・オフ制御することで整流回路3に接続されているリクトル5へのエネルギーの蓄積・放出を制御する。リクトル5からダイオード7を通してコンデンサ8にエネルギーが放出される。制御装置12はマイコン又はDSPであり、整流電圧値検出手段4で検出された整流電圧値をA/D変換してデジタル値VDとし、PWM周期TMより小さい所定の期間TM'から $TM' - TM' \times VD \times K$ を計算し、その計算結果に基づいてPWM信号のオンデューティとしてスイッチング素子6をオン・オフ制御する。



1

【特許請求の範囲】

【請求項1】 交流電圧が入力される交流電源端子と、前記交流電圧を整流する整流回路と、前記整流回路に接続されエネルギーを蓄積及び放出できるリクトルと、オン・オフ動作によって前記リクトルに対するエネルギーの蓄積及び放出を制御するスイッチング素子と、前記リクトルから放出されたエネルギーによって充電を行う平滑用コンデンサと、前記平滑用コンデンサで平滑された直流出力電圧を出力するための直流出力端子と、前記平滑用コンデンサから電流が前記リクトルに逆流するのを防止する手段と、前記整流回路の出力電圧値を検出する整流電圧値検出手段と、その検出電圧に基づいて周期TMのPWM信号によって前記スイッチング素子をオン・オフ制御する制御装置とを有する直流電源装置において、

前記制御装置は前記検出電圧をA/D変換したデジタル値VDに応じた検出値Aと、周期TMより小さい所定の最大オン期間TM' とから

$$TM' - TM' \times A$$

を計算して得るとともに、この計算結果に基づいて前記PWM信号のデューティを決めることを特徴とする直流電源装置。

【請求項2】 前記直流出力電圧を検出する直流出力電圧検出手段と、前記直流出力電圧を設定する直流出力電圧値設定手段とを備え、前記検出値Aは前記デジタル値VDと係数K（ただし、 $0 < K \leq 1$ ）とを掛けたものであり、前記制御装置は前記直流出力電圧を前記直流出力電圧値設定手段で設定された電圧に一致するように前記係数Kの値を決定することを特徴とする請求項1に記載の直流電源装置。

【請求項3】 前記制御装置は前記デューティを前記計算結果に一定のオン時間を加算した期間とすることを特徴とする請求項1又は請求項2に記載の直流電源装置。

【請求項4】 前記制御装置は前記検出値Aを最小値がゼロ、最大値が1となるスケールの小数値として処理しており、前記デューティを前記計算結果にさらに $1 - K$ に比例して大きくなる時間を加えた期間とすることを特徴とする請求項2に記載の直流電源装置。

【請求項5】 前記交流電圧のゼロクロス点を検出するゼロクロス点検出手段と備え、その検出されたゼロクロス点に基づく所定の期間に前記制御装置は前記計算結果に所定のオン時間を加算した期間を前記デューティとすることを特徴とする請求項1乃至請求項4のいずれかに記載の直流電源装置。

【請求項6】 前記所定のオン時間は前記ゼロクロス点で所定の正の値であり、その後減少して所定のタイミングでゼロとなることを特徴とする請求項5に記載の直流電源装置。

【請求項7】 前記所定のオン時間は前記ゼロクロス点から所定のタイミングでゼロから上昇を開始し、その次

10

2

の前記ゼロクロス点で最大値になることを特徴とする請求項5又は請求項6に記載の直流電源装置。

【請求項8】 前記制御装置は前記デューティに100%より小さい上限値を設けることを特徴とする請求項1乃至請求項7のいずれかに記載の直流電源装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、交流電圧を入力して直流電圧を出力する直流電源装置に関し、特に交流入力ラインにおける電流波形の改善を容易に達成することができる直流電源装置に関する。

【0002】

【従来の技術】直流電源装置において、整流回路に接続されたインバータ等のスイッチング素子のオン・オフ動作に基づく交流入力ラインの電圧波形の歪みを補正するために、電源ラインにリクトルを接続し、整流回路の一対の直流出力ラインの間に接続されたスイッチング素子をオン・オフ制御することは公知である（例えば、特開昭63-190557号公報）。

【0003】そのスイッチング素子のオン・オフ制御を容易に行うものとして、従来の技術では、例えば特開平7-131984号公報に示されるものがある。この従来の直流電源装置は直流出力電圧と基準電圧との誤差を表す誤差信号を発生させ、この誤差信号とスイッチング素子をスイッチングする周波数を決める三角波とを合成したものをコンバレータの一方の入力端子に与え、コンバレータの他方の入力端子にはスイッチング素子を流れる電流の検出値を与える。そして、フリップフロップを三角波の立ち上がりでセットし、コンバレータの出力でリセットしてパルス幅変調したPWM（Pulse Width Modulation）信号を作り、そのPWM信号によってスイッチング素子をオン・オフ制御している。

【0004】このような構成により、スイッチング素子は三角波の一定周期でスイッチング動作し、誤差信号によってPWM信号のデューティが補正されて直流出力電圧が一定に保たれる。また、スイッチング素子に流れる電流の検出値がコンバレータの他方の入力端子に与えられることによって高調波成分による大きな電流が直流電源装置の交流入力ラインに流れず入力電流波形を改善して力率の改善を図っている。

【0005】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、上記従来の技術では入力電流波形を改善するために複雑な回路構成を必要としていた。

【0006】本発明は上記課題を解決するもので、スイッチング素子をオン・オフ制御するタイミングを決めるために複雑な回路構成を必要としないことで低コストとし、入力電流波形を改善して力率を改善する直流電源装置を提供することを目的とする。

【0007】

20

30

40

【課題を解決するための手段】上記目的を達成するために、本発明では、交流電圧が入力される交流電源端子と、前記交流電圧を整流する整流回路と、前記整流回路に接続されエネルギーを蓄積及び放出できるリクトルと、オン・オフ動作によって前記リクトルに対するエネルギーの蓄積及び放出を制御するスイッチング素子と、前記リクトルから放出されたエネルギーによって充電を行う平滑用コンデンサと、前記平滑用コンデンサで平滑された直流出力電圧を出力するための直流出力端子と、前記平滑用コンデンサから電流が前記リクトルに逆流するのを防止する手段と、前記整流回路の出力電圧値を検出する整流電圧値検出手段と、その検出電圧に基づいて周期TMのPWM信号によって前記スイッチング素子をオン・オフ制御する制御装置とを有する直流電源装置において、前記制御装置は前記検出電圧をA/D変換したデジタル値VDに応じた検出値Aと、周期TMより小さい所定の最大オン期間TM' とからTM' - TM' × Aを計算して得るとともに、この計算結果に基づいて前記PWM信号のデューティを決めるようにしている。

【0008】このような構成によると、交流電源端子に入力された交流電圧は整流回路で整流される。整流回路の出力電圧は整流電圧値検出手段で検出される。制御装置はPWM信号の周期TMより小さい所定の最大オン期間TM' を決めておき、TM' - TM' × Aの計算から得られる計算結果に基づいてデューティを決定してPWM信号を出力する。PWM信号によってスイッチング素子がオン・オフ制御されてリクトルでのエネルギーの蓄積及び放出が制御される。リクトルは整流電圧を受けてエネルギーを蓄積する。リクトルから放出されたエネルギーは平滑用コンデンサに供給される。平滑用コンデンサで平滑された直流出力電圧が直流出力端子に送出される。したがって、制御装置はデジタル値VDによってPWM信号のデューティを調整しているので、交流電圧が入力される交流入力ラインの入力電流波形が改善され功率率が改善される。

【0009】また、本発明の直流電源装置では、前記直流出力電圧を検出する直流出力電圧検出手段と、前記直流出力電圧を設定する直流出力電圧値設定手段とを備え、前記検出値Aは前記デジタル値VDと係数K（ただし、 $0 < K \leq 1$ ）とを掛けたものであり、前記制御装置は前記直流出力電圧を前記直流出力電圧値設定手段で設定された電圧に一致するように前記係数Kの値を決定するようにしている。

【0010】このような構成によると、係数Kの値によって $VD \times K$ が検出値Aとなりデューティが決まるので、制御装置は係数Kの値によって直流出力電圧を直流出力電圧値設定手段で設定された電圧に一致するように制御できる。

【0011】また、本発明の直流電源装置では、前記制

御装置は前記デューティを前記計算結果に一定のオン時間を加算した期間としている。

【0012】このような構成によると、制御装置は上述の計算結果に一定のオン時間を加算した期間をデューティとしてスイッチング素子をオン・オフ制御するので入力電流波形が改善される。

【0013】また、本発明の直流電源装置では、前記制御装置は前記検出値Aを最小値がゼロ、最大値が1となるスケールの小数値として処理しており、前記デューティを前記計算結果にさらに $1 - K$ に比例して大きくなる時間を加えた期間とするようしている。

【0014】このような構成によると、制御装置は上述の計算結果に $1 - K$ に比例する時間を加えた期間をデューティとしているので、デューティの取り得る範囲が拡張する。

【0015】また、本発明の直流電源装置では、前記交流電圧のゼロクロス点を検出するゼロクロス点検出手段を備え、その検出されたゼロクロス点に基づく所定の期間に前記制御装置は前記計算結果に所定のオン時間を加算した期間を前記デューティとしている。

【0016】このような構成によると、ゼロクロス点検出手段でゼロクロス点を検出し、制御装置はそのゼロクロス点に基づく所定の期間に上述の計算結果に所定のオン時間を加算した期間をデューティとしているので入力電流波形を改善することができる。

【0017】また、本発明の直流電源装置では、前記所定のオン時間は前記ゼロクロス点で所定の正の値であり、その後減少して所定のタイミングでゼロとなるようしている。

【0018】このような構成によると、ゼロクロス点が検出されたときに所定のオン時間が最も大きくなり、その後、しだいに所定のオン時間が小さくなるので、ゼロクロス点の近傍でデューティが大きくなる。これにより、入力電流波形が改善される。

【0019】また、本発明の直流電源装置では、前記所定のオン時間は前記ゼロクロス点から所定のタイミングでゼロから上昇を開始し、その次の前記ゼロクロス点で最大値になるようしている。

【0020】このような構成によると、ゼロクロス点検出手段で検出されたゼロクロス点から所定の時間経過したタイミングから所定のオン時間をゼロから大きくして次のゼロクロス点で最大値となるようしている。これにより、ゼロクロス点の近傍でデューティが大きくなるので入力電流波形が改善される。

【0021】また、本発明の直流電源装置では、前記制御装置は前記デューティに100%より小さい上限値を設けるようしている。

【0022】このような構成によると、PWM信号のデューティが100%にならないようになっているので、周期TMにスイッチング素子がオンとなる期間とオフと

なる期間が必ず設けられるようになる。そのため、周期TMごとにリクトルにエネルギーを蓄積できる期間と、エネルギーを放出できる期間が設けられる。

【0023】

【発明の実施の形態】以下、本発明の実施形態について説明する。図1は本発明の実施形態の直流電源装置の回路図である。1a、1bは交流電圧を入力するための交流電源端子である。2は交流電源端子1a、1bに入力された交流電圧のゼロクロス点を検出するゼロクロス点検出手段である。

【0024】3は交流電圧を全波整流する整流回路である。整流回路3と交流電源端子1aは交流入力ラインEで接続されている。整流回路3と交流電源端子1bは交流入力ラインFで接続されている。整流回路3は全波整流電圧を一対の直流出力ラインA、Gに出力する。4は整流回路3で全波整流された電圧を検出する整流電圧値検出手段である。この整流電圧検出手段4は抵抗18、19から成り、その接続中点から検出信号を出力する。5は電気的にエネルギーを蓄積及び放出できるリクトルである。

【0025】6はリクトル5に対するエネルギーの蓄積及び放出を制御するスイッチング素子であり、コレクタがリクトル5を介して直流出力ラインAに接続され、エミッタが直流出力ラインGに接続され、ゲートが制御装置12に内蔵のPWM発生器23に接続されたIGBT(Insulated Gate Bipolar Transistor)で構成されている。8はリクトル5から放出されたエネルギーによって充電を行う平滑用コンデンサである。直流出力ラインGは所定電圧(例えばグランド電圧)に接続されている。

【0026】7は平滑用コンデンサ8からリクトル5側へ電流が逆流するのを防止するダイオードであり、アノードがスイッチング素子6のコレクタに接続され、カソードが平滑用コンデンサ8の一端に接続されている。平滑用コンデンサ8の他端は直流出力ラインGに接続されている。9は平滑用コンデンサ8で平滑された直流出力電圧を検出する直流電圧値検出手段である。この直流電圧値検出手段9は抵抗20、21から成り、その接続中点から検出信号を出力する。

【0027】10a、10bは直流出力電圧を出力するための出力端子である。出力端子10aは平滑用コンデンサ8の一端に接続されている。出力端子10bは平滑用コンデンサ8の他端に接続されている。11は直流出力電圧を設定する直流出力電圧値設定手段である。制御装置12はスイッチング素子6をオン・オフ制御するもので、マイクロコンピュータ又はDSP(デジタル信号プロセッサ)で構成されている。

【0028】ゼロクロス点検出手段2において、13はフォトカプラである。16、17は抵抗である。フォトカプラ13は逆並列に接続された発光ダイオード14

a、14bと、発光ダイオード14a、14bより放射される光を受光するフォトトランジスタ15で構成されている。発光ダイオード14aのカソードと発光ダイオード14bのアノードは抵抗16を介して交流入力ラインEに接続されている。発光ダイオード14aのアノードと発光ダイオード14bのカソードは交流入力ラインFに接続されている。フォトトランジスタ15のコレクタは抵抗17を介して電源電圧Vccに接続され、エミッタは所定電圧に接続されている。フォトトランジスタ15のコレクタよりゼロクロス検出手段Pが出力される。

【0029】交流電圧がゼロクロス点にあるときには、発光ダイオード14a、14bに電流が流れないのでフォトトランジスタ15はオフとなる。そのため、ゼロクロス検出手段Pは電源電圧Vccとなる。交流電圧がゼロクロス点以外にあるときには、発光ダイオード14a、14bのいずれかに電流が流れるのでフォトトランジスタ15はオンになる。そのため、ゼロクロス点検出手段Pは所定電圧となる。尚、発光ダイオード14a、14bは0.7V程度の閾値をもっているので、ゼロクロス点を中心に±0.7V未満の範囲でオフとなり、フォトカプラ13はこの範囲で波高値がVccのパルス(ゼロクロス点検出手段)を発生する。本実施形態では、この範囲を、便宜上、ゼロクロス点ということにする。

【0030】制御装置12はゼロクロス点検出手段2から出力されるゼロクロス点検出手段Pを入力する入出力端子22を有している。また、スイッチング素子6をオン・オフ制御するためのPWM信号を発生するPWM発生器23と、整流電圧値検出手段4と直流電圧値検出手段9より入力されるアナログ信号と、直流出力電圧値設定手段11より入力される設定電圧をそれぞれデジタル信号に変換するA/D変換器24を有している。

【0031】図2は直流電圧値設定手段11の構成を示す回路図である。同図において、25は抵抗であり、26は可変抵抗である。可変抵抗26の一端は所定電圧(例えばグランド電圧)に接続され、他端は抵抗25を介して電源電圧Vccに接続されている。抵抗25と可変抵抗26の接続中点32が出力端子27に接続されている。出力端子27はA/D変換器24(図1参照)に接続されている。可変抵抗26の抵抗値を変化させることによって出力端子27より出力される設定電圧が変化する。

【0032】次に、本実施形態の直流電源装置の動作について説明する。交流電源が交流電源端子1a、1bに入力されると、ゼロクロス点検出手段2によって交流電源の交流電圧のゼロクロス点を示すゼロクロス検出手段Pが発生する。ゼロクロス点検出手段Pは制御装置12に入力される。また、交流電圧は整流回路3により全波整流される。この整流電圧は整流電圧値検出手段4によって抵抗分圧されたアナログ信号となって制御装置12

に入力される。制御装置12はこのアナログ信号をA/D変換器24でデジタル信号に変換してから処理する。

【0033】図3は整流電圧波形とA/D変換器24でのサンプリングの例を示す波形図である。整流電圧値VAのサンプリング周波数を例えば6kHzとすると、交流電圧の周波数が60Hzの場合は整流電圧波形の1周期内の整流電圧値を50回サンプリングする。サンプリングされた検出値VDは制御装置12において最小値が0.0、最大値が1.0となり、その範囲を等分割した少數値として扱われる。

【0034】制御装置12はPWM発生器23で発生するPWM信号のPWM周期を交流電源端子1a、1bに入力される交流電圧の周期よりも十分に短くしている。例えばPWM信号の周波数を25kHzとすると、交流電圧の周波数が60Hzの場合は整流電圧波形の1周期内に208回スイッチングされることになる。スイッチング素子6がオンされると、リクトル5にエネルギーが蓄積され、オフされると蓄積されたエネルギーが放出されて平滑用コンデンサ8で充電が行われる。

【0035】交流電源端子1a、1bに入力された交流電圧は整流回路3で整流されて一定の周期で変化するが、交流入力ラインE、Fにおける入力電流波形を改善*

$$\text{基本オンデューティ } 1 = TM' - TM' \times VD \times K \quad (\text{式2})$$

なお、VD×Kは特許請求の範囲にいう検出値Aである。

【0038】Kは0以上1以下の小数値であり、K=1.0のときには図5に示す点線C1に示すように交流電圧のゼロクロス点で基本オンデューティ1は70%となり、整流電圧のピーク点で0%となる。なお、図5において横軸は交流入力電圧の位相(°)を表し、縦軸はオンデューティ(%)を表している。点線VAは整流回路3から出力される整流電圧波形を表している。

【0039】Kの値を1.0より小さくすると(式2)から明らかのように電流電圧の整流電圧の検出値VDの大きさを比例的に小さくすることになり、整流電圧のピーク点近傍の基本オンデューティ1がそれだけ大きくなる。例えばK=0.5のときは図5において点線C2に示すように交流電圧のゼロクロス点で基本オンデューティ1は70%となるが、整流電圧のピーク点では35%となる。

【0040】このように、Kの値を小さくすると、整流電圧のピーク時においても基本オンデューティ1が大きくなるので、リクトル5に蓄積されるエネルギーが増大し、直流出力電圧が増加する。したがって、Kの値を変えることによって直流出力電圧の大きさを調整することが可能になる。

【0041】次に、直流出力電圧の調整方法の一例について説明する。直流出力電圧は直流出力電圧検出手段9で抵抗分圧される。直流出力電圧検出手段9より出力されるアナログ信号は制御装置12のA/D変換器24でデジタル

*して効率を大きくするために、交流電圧のゼロクロス点近傍では電圧が小さいためにデューティを大きくし、整流電圧のピーク点近傍では電圧が大きいためにデューティを小さくして無効電流の増大を抑制する必要がある。そのため、整流電圧波形に応じてスイッチング素子6がオンとなるデューティ(オンデューティ)を変化させなければならない。以下、スイッチング素子6のオン・オフを制御するPWM信号のオンデューティを求める方法について説明する。

【0036】図4はPWM信号のオンデューティを求める方法を説明するための図である。図4においてTMはPWM信号の1周期を表している。TM'は整流電圧の検出値に応じてオンデューティが変化する領域であり、例えばPWM周期TMの70%の範囲である。この場合には、TM'は次のように表すことができる。

$$TM' = 0.7 \times TM \quad (\text{式1})$$

【0037】整流電圧の検出値VDと表し、整流電圧の検出値VDの大きさを比例的に小さくするための係数をKと表すものとすると、整流電圧の検出値に応じて変化するPWM信号の基本オンデューティ1は次のように表すことができる。

$$TM' \times VD \times K \quad (\text{式2})$$

信号に変換されて制御装置12に取り込まれる。また、直流電圧値設定手段11より出力される設定電圧はA/D変換器24でデジタル信号に変換されて制御装置12に取り込まれる。

【0042】制御装置12は直流出力電圧の検出値と設定値とを比較する。そして、検出値が設定値よりも大きい場合にはKの値を大きくし、一方、検出値が設定値よりも小さい場合にはKの値を小さくする。これにより、制御装置12は検出値を設定値に一致するようにスイッチング素子6をオン・オフ制御することができる。

【0043】なお、設定値の制御装置12への入力方法は図1に示すようなA/D変換器24に設定電圧を入力する方法だけでなく、入出力端子22に設定値となるデジタル信号を入力する方法でもよい。この場合において、入出力端子22から制御装置12への設定値の入力にはシリアル通信で行ってもよい。

【0044】以上のように基本オンデューティ1によって制御装置12がスイッチング素子6をオン・オフ制御すると、入力電流波形が改善されて効率が改善される。基本オンデューティ1にさらに一定のオン時間を加算した期間をオンデューティとすると、電流波形はより改善されることがある。図6は基本オンデューティ1に加算するオン時間の例を示す図である。A_VALは基本オンデューティ1に加算するオン時間である。例えば加算するオン時間A_VALはPWM周期TMの35%である。この場合には、A_VALは次のように表すことができる。

$$A_VAL = 0.35 \times TM \quad (\text{式}3)$$

したがって、基本オンデューティ $1 + A_VAL$ がオンデューティとなる。

【0045】直流出力電圧の大きさを調整する場合に、直流出力電圧が小さいときには基本オンデューティ 1 に加算するオン時間を小さくし、直流出力電圧を大きくする場合にはそれに伴って基本オンデューティ 1 に加算す*

$$\begin{aligned} \text{基本オンデューティ } 2 &= \text{基本オンデューティ } 1 + A_VAL' \\ &= TM' - TM' \times VD \times K + A_VAL \times (1.0 - K) \quad (\text{式}4) \end{aligned}$$

したがって、制御装置 12 は直流出力電圧を上昇させるときには K の値を小さくし、直流出力電圧を低下させるときには K の値を大きくすることで直流出力電圧の制御ができる。

【0047】基本オンデューティ 2 にさらに交流電圧のゼロクロス点近傍で一定のオン時間を加算すると、入力電流波形はより改善される。図 7 は交流電圧のゼロクロス点近傍で基本オンデューティ 2 にオン時間を加算する期間の例を示す図である。VA は整流電圧波形である。P はゼロクロス点検出信号であり、交流電圧のゼロクロス点で正のパルス波形が現れる。

【0048】T1 はゼロクロス点検出信号 P の立ち下がりから前半のオン時間の加算を行う期間である。前半の加算期間 T1 は例えば整流電圧周期の 24% の時間である。T2 はゼロクロス点検出信号 P の立ち下がりから後半のオンデューティの加算を開始するまでの期間である。期間 T2 は例えば整流電圧周期の 54% の時間である。T3 は後半のオン時間の加算を行う期間であり、ゼロクロス点検出信号 P の立ち下がりから期間 T2 経過した後から次のゼロクロス点検出信号 P の立ち上がりまでの期間である。

※30

$$B_VAL' = B_VAL \times (1.0 - 0.02 \times CT1) \quad (\text{式}7)$$

【0052】これにより、前半の加算期間 T1 に入った直後ではカウント数 CT1 が 0 なので加算値 B_VAL' は最大値 B_VAL であるが、PWM 周期 TM ごとのカウント数 CT1 が 1 ずつ増加するので加算値 B_VAL' は一定の割合で減少し、前半の加算期間 T1 の終了時に加算値 B_VAL' はゼロとなる。

【0053】図 9 は後半の加算期間 T3 の最大値の例を示す図である。C_★VAL は後半の加算期間 T3 の最大値である。例えば後半の加算期間の加算値の最大値 C_★VAL が PWM 周期 TM の 15% であるとすると、C_★

$$C_VAL' = C_VAL \times 0.0104 \times CT2 \quad (\text{式}9)$$

【0055】したがって、後半の加算期間 T3 の開始直後では CT2 がゼロであるので加算値 C_VAL' はゼロである。その後、PWM 周期 TM ごとにカウント数が CT2 が 1 ずつ増加するので加算値 C_VAL' は徐々に増大し、後半の加算期間 T3 の終了時点では加算値 C_★

$$\begin{aligned} \text{オンデューティ} &= \text{基本オンデューティ } 2 + B_VAL' + C_VAL' \\ &= TM' - TM' \times VD \times K + A_VAL \times (1.0 - K) \\ &\quad + B_VAL \times (1.0 - 0.02 \times CT1) \end{aligned}$$

* るオン時間を大きくする。この場合の加算するオン時間 A_VAL' とすると次のように表すことができる。

$$A_VAL' = A_VAL \times (1.0 - K) \quad (\text{式}4)$$

【0046】基本オンデューティ 1 にオン時間 A_VAL' を加えた基本オンデューティ 2 は (式2) と (式4) から次のように表すことができる。

10※ 【0049】前半の加算期間 T1 では、基本オンデューティ 2 に加算する加算値は所定の値から徐々に小さくしていく、前半の加算期間 T1 の終了時点でゼロとなるように PWM 周期 TM ごとに値を変更する。後半の加算期間 T3 では、加算値はゼロから徐々に大きくしていく、後半加算期間 T3 の終了時点で最大値となるように PWM 周期 TM ごとに値を変更する。

【0050】図 8 は前半の加算期間 T1 の加算値の最大値の例を示す図である。B_★VAL は前半の加算期間 T1 の加算値の最大値である。例えば B_★VAL は PWM 周期 TM の 8% であるとすると B_★VAL は次のように表すことができる。

$$B_VAL = 0.08 \times TM \quad (\text{式}6)$$

【0051】前半の加算期間 T1 では、基本オンデューティ 2 に加算する加算値は最大値 B_★VAL からゼロまで変化する。交流電源の周波数を 60 Hz、PWM 周波数を 25 kHz、前半の加算期間 T1 を整流電圧周期の 24% の時間とし、前半の加算期間 T1 において PWM 周期 TM でカウントアップするカウント数を CT1 と表すものとすると実際に加算される B_★VAL' は次のように表すことができる。

★VAL は次のように表すことができる。

$$C_VAL = 0.15 \times TM \quad (\text{式}8)$$

【0054】後半の加算期間 T3 の加算値は、ゼロから最大値 C_★VAL' まで変化する。交流電源電圧の周波数を 60 Hz、PWM 周波数を 25 kHz、後半の加算期間 T3 を整流電圧周期の 46% の時間とし、後半の加算期間 T3 において PWM 周期 TM でカウントアップするカウント数を CT2 と表すものとすると実際に加算される値 C_★VAL' は次のように表すことができる。

$$C_VAL' = C_VAL \times 0.0104 \times CT2 \quad (\text{式}9)$$

★VAL' は最大値 C_★VAL となる。

【0056】最終的に求められるスイッチング素子 6 のオンデューティは (式4) と (式7) と (式9) から次のように表すことができる。

$$+C_VAL \times 0.0108 \times CT2 \quad (\text{式10})$$

【0057】 PWM信号のオンデューティが100%にならないように上限値を決めておき、(式10)で計算されたオンデューティがその上限値を超えるときには制御装置12はオンデューティを上限値にする。

【0058】 図10はこの上限値を90%としたときの整流電圧波形VAとスイッチング素子6のオンデューティの関係を示す図である。図10において横軸は入力電圧位相(°)を表し、縦軸はオンデューティ(%)を表している。K=1.0のときには点線B3に示すように交流電圧のゼロクロス点でオンデューティは80%となり、整流電圧のピーク点では0%となる。K=0.5のときには点線B4に示すように交流電圧のゼロクロス点ではオンデューティは90%となり、整流電圧のピーク点では55%となる。この最終的に得られた式(10)で表されるオンデューティが最も入力電流波形を改善することができる。

【0059】

【発明の効果】以上説明したように、本発明では、制御装置が整流電圧値検出手段で検出された検出電圧をA/D変換したデジタル値VDに応じた検出値Aと、PWM信号の周期TMより小さい所定の最大オン期間TM'からTM'-TM'×Aを計算し、その計算結果に基づいてPWM信号のデューティを決めるようになっているので、複雑な回路構成なしに入力電流波形の改善ができる。そのため、回路基板の省スペース化が図れ、低コストで効率の改善が図れるようになる。

【0060】また、本発明では、係数Kからデジタル値VD×Kを検出値Aとしているので、制御装置は直流出力電圧検出手段で検出された直流出力電圧を直流電圧値設定手段で設定された電圧に一致するように係数Kの値を決定する。これにより、直流電源装置は直流出力電圧を設定電圧に一致するように制御することができる。

【0061】また、本発明では、制御装置は上述の計算結果に一定のオン時間を加算した期間をデューティとしているので、スイッチング素子のオンする期間が上昇し、入力電流波形が改善される。

【0062】また、本発明では、上述の計算結果に1-Kに比例する時間を加えた期間をデューティとするので、Kの値によって取り得るデューティの範囲が拡張する。そのため、入力電流波形を改善することができる。

【0063】また、本発明では、ゼロクロス点検出手段でゼロクロス点を検出してそのゼロクロス点に基づく所定の期間に制御装置が上述の計算結果に所定のオン時間を加算してデューティを決めるので入力電流波形の改善ができる。

【0064】また、本発明では、所定のオン時間をゼロクロス点で最大となるようにしているので、入力電流波形がさらに改善される。

【0065】また、本発明では、PWM信号のデューティ

ィが100%にならないように上限値が設けられているので、PWM信号の周期TMごとに確実にリクトルへのエネルギーの蓄積及びリクトルから平滑用コンデンサへのエネルギーの放出が行われる。

【図面の簡単な説明】

【図1】 本発明の一実施形態の直流電源装置の回路図。

【図2】 その直流電源装置の直流出力電圧値設定手段の回路図。

【図3】 その直流電源装置の整流電圧値のサンプリングの例を示す図。

【図4】 その直流電源装置のスイッチング素子を制御するPWM信号のオンデューティの範囲の指定例を示す図。

【図5】 その直流電源装置の整流電圧波形とPWM信号のオンデューティの例を示す波形図。

【図6】 そのPWM信号のオンデューティに加算する加算値の例を説明する図。

【図7】 整流電圧波形のゼロクロス点近傍におけるオンデューティの加算期間の例を示す図。

【図8】 整流電圧波形周期の前半の所定期間に、PWM信号のオンデューティに加算する加算値の最大値の例を説明する図。

【図9】 整流電圧波形周期の後半の所定期間に、PWM信号のオンデューティに加算する加算値の最大値の例を説明する図。

【図10】 その直流電源装置の整流電圧波形とPWM信号のオンデューティの例を説明する図。

【符号の説明】

1a, 1b 交流電源端子

2 ゼロクロス点検出手段

3 整流回路

4 整流電圧値検出手段

5 リクトル

6 スイッチング素子

7 ダイオード

8 平滑用コンデンサ

9 直流電圧検出手段

10a, 10b 出力端子

11 直流出力電圧値設定手段

12 制御装置

13 フォトカプラ

14a, 14b 発光ダイオード

15 フォトトランジスタ

16~21 抵抗

22 入出力端子

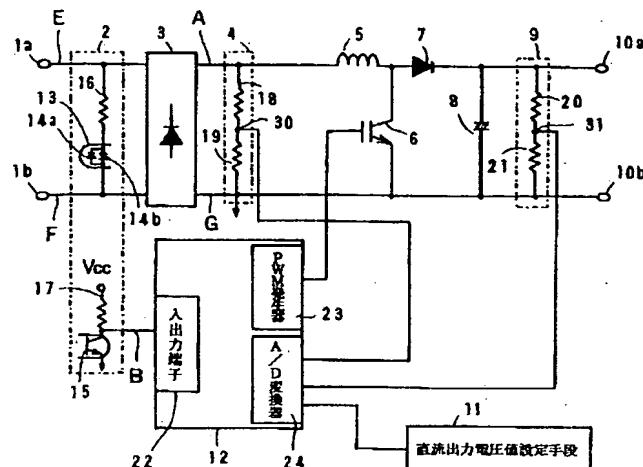
23 PWM発生器

24 A/D変換器

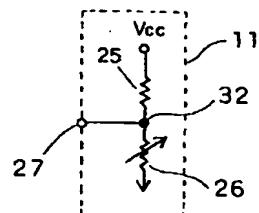
25 抵抗

26 可変抵抗器

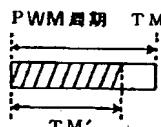
【図1】



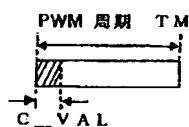
【図2】



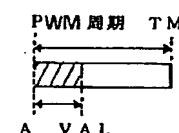
【図4】



【図9】



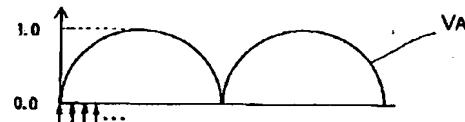
【図6】



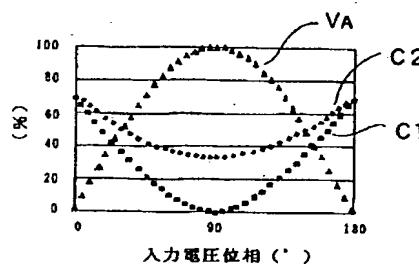
【図3】

【図5】

【図8】

検出値 = V_D 

【図7】



【図10】

